

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-18488

(43)公開日 平成11年(1999) 1月22日

(51)Int.Cl.⁶

H 0 2 P 7/63

H 0 2 M 7/48

識別記号

3 0 2

F I

H 0 2 P 7/63

H 0 2 M 7/48

3 0 2 K

F

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 15 頁)

(21)出願番号

特願平9-160312

(22)出願日

平成9年(1997)6月17日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 奥山 美保

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72)発明者 小山 正人

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

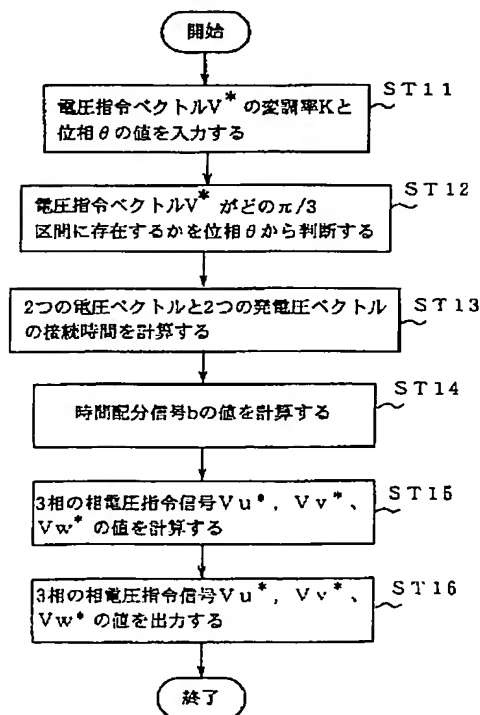
(74)代理人 弁理士 田澤 博昭 (外1名)

(54)【発明の名称】 PWMインバータ装置の制御方法および制御装置

(57)【要約】

【課題】 PWMインバータ装置の出力電圧の高調波成分の周波数をランダムに変化させていたので、交流電動機の固有振動周波数と一致する周波数の高調波成分が発生しやすくなり、聞きづらい磁気音が発生するという課題があった。

【解決手段】 パルス幅変調で決定されたパルス幅を変えることなく、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、出力電圧の発生タイミングを変化させるように構成したものである。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 パルス幅変調制御により交流出力電圧を制御する PWM インバータ装置の制御方法において、キャリア信号の 1 周期間における前記出力電圧の時間平均値を電圧指令ベクトルに一致させるとともに前記パルス幅変調制御で決定されたパルス幅を変えることなく前記出力電圧の高調波成分のスペクトラムを所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させることを特徴とする PWM インバータ装置の制御方法。

【請求項 2】 交流電動機を駆動する PWM インバータ装置の制御方法において、キャリア周波数を時間的に変化させて前記交流電動機が発生する電磁音成分を測定し、前記電磁音成分のうち前記交流電動機の固有振動によって発生する電磁音成分の周波数を含まないように、キャリア信号の 1 周期間における出力電圧の時間平均値を電圧指令ベクトルに一致させるとともに前記パルス幅変調制御で決定されたパルス幅を変えることなく前記出力電圧の高調波成分のスペクトラムを所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させることを特徴とする PWM インバータ装置の制御方法。

【請求項 3】 直流電源の正極と負極との間に、第 1 および第 2 のスイッチング素子を直列接続するとともに、前記第 1 と第 2 のスイッチング素子の接続点を出力端子とするインバータ回路を 3 相分設けた PWM インバータ装置の制御装置において、キャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、電圧指令信号をベクトルの形態で出力する電圧指令信号発生手段と、前記電圧指令信号を入力し前記キャリア信号の周期毎に該電圧指令信号が位置する領域を判定する領域判定機能と、前記インバータ回路の出力電圧が前記電圧指令信号に一致するように前記領域判定機能で判定された領域で選択された前記 2 つの零電圧ベクトルの和の持続時間と他の 2 つの電圧ベクトルの持続時間の前記キャリア信号の 1 周期内における配分を決定する持続時間決定機能と、前記出力電圧の高調波成分のスペクトラムを所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように前記 2 つの零電圧ベクトルの持続時間の配分を時間的に変化させる持続時間変化機能とを有する演算手段と、各電圧ベクトル毎の持続時間に応じて前記各相のスイッチング素子を駆動するスイッチング信号を出力するスイッチング信号発生手段とを具備したことを特徴とする PWM インバータ装置の制御装置。

【請求項 4】 演算手段の持続時間変化機能は、周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて前記 2 つの零電圧ベクトルの動作時間の配分を時間的に変化させることを特徴とする請求項 3 記載の PWM インバータ装置の制御装置。

【請求項 5】 パルス幅変調制御により交流出力電圧を制御する PWM インバータ装置の制御装置において、キャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、直流成分を持たない正弦波電圧信号を出力する正弦波電圧信号発生手段と、

時間に応じて値が変化する直流信号を出力する直流信号発生機能と、前記正弦波電圧信号と直流電圧信号とを加算して前記 PWM インバータ装置が出力すべき交流電圧指令信号とする加算機能とを有する演算手段と、

10 前記交流電圧指令信号と前記キャリア信号とを入力して各相のスイッチング素子を駆動するスイッチング信号を出力するスイッチング信号発生手段とを具備したことを特徴とする PWM インバータ装置の制御装置。

【請求項 6】 直流信号発生手段は、周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて値が変化する直流信号を出力することを特徴とする請求項 5 記載の PWM インバータ装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

20 【発明の属する技術分野】この発明は、パルス幅変調制御（PWM 制御）により出力電圧を制御する PWM インバータ装置の制御方法および制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】上記の PWM インバータ装置により交流電動機を駆動する場合、PWM インバータ装置の出力電圧に含まれる高調波成分によって磁気吸引力が発生し、磁気音を生じる。特に、キャリア周波数が一定の場合は、同一周波数の高調波成分が連続して交流電動機に印加されるため、大きな磁気音を生じる。さらに、交流電動機は構造に起因する複数の固有振動周波数を有するため、出力電圧にこれら固有振動周波数に等しい周波数の高調波成分が含まれると、交流電動機本体の振動が大きくなるとともに磁気音のピークレベルも増加するという課題があった。

30 【0003】この課題を解決するための従来の PWM インバータ装置の制御装置としては、例えば特開平 5-177753 号公報に示されたものがある。図 10 はこの制御装置を示す回路図であり、図 10 において、1 は 3 相のインバータ回路、2 は電圧指令信号発生手段、3 はキャリア信号発生手段、4 はマイクロコンピュータ、5 はスイッチング信号発生手段である。上記 3 相のインバータ回路 1 は、直流電源 11 と、半導体スイッチ S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_u' 、 S_v' 、 S_w' と、出力端子 1u、1v、1w から構成される。そして、半導体スイッチはそれぞれ、トランジスタなどの自己消弧形スイッチング素子と、この素子に逆並列接続されたダイオード（図示せず）とから構成される。電圧指令信号発生手段 2 は、A/D コンバータ 21、 k/f パターンを記憶した ROM 22、V/F コンバータ 23 及びカウンタ 24

とから構成される。キャリア信号発生手段3は、水晶発振器31とUP/DOWNカウンタ32から構成される。スイッチング信号発生手段5は、比較器51～53とNOT回路54～56とから構成される。

【0004】次に、上記制御装置で使用されている電圧ベクトル選択式PWMの原理について説明する。まず、3相のインバータ回路1中の直流電源11の電圧をEとすると、出力端子1u、1v、1wから出力される各相(U、V、Wとする)の電圧Vu、Vv、Vwはそれぞれ0、Eの2値を取り得る。ここで、例えばVu=E、Vv=0、Vw=0というスイッチング状態(E00)と表現し、これをEで正規化した(100)を電圧ベクトルと呼ぶ。

【0005】また、前述したように、電圧Vu、Vv、Vwはそれぞれ0、Eの2値を取り得ることから、3相のインバータ回路1が出力可能な電圧ベクトルは8個(=2×2×2)となる。従って、3相インバータ回路1が出力可能な電圧ベクトルを図示すると、図11が得られる。図11において、正六角形の各頂点が出力可能*

$$1/\sqrt{3} \cdot t_4 + 1/\sqrt{3} \cdot \exp(j\pi/3) \cdot t_6$$

$$= k \cdot \exp(j\theta) \cdot T \quad \dots (1)$$

ただし、 $\theta = \omega t$

【0009】(1)式において、 t_4 及び t_6 はそれぞれ、電圧ベクトルV4およびV6の持続時間である。また、便宜上、図12において原点からV4、V6までの長さを $1/\sqrt{3}$ とした。

$$t_4 + t_6 + t_0 + t_7 = T$$

【0012】(2)式において、 t_0 および t_7 は零電圧ベクトル(V0およびV7)の持続時間である。

(1)式及び(2)式より、これら2つの電圧ベクトル★

$$t_4 = T \cdot k \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$$

$$t_6 = T \cdot k \cdot \sin \theta$$

$$t_0 + t_7 = T \cdot \{1 - k \cdot \sin(\pi/3 + \theta)\} \quad \dots (3)$$

従って、電圧ベクトルV4、V6、V0、V7を(3)式が満足する持続時間だけ出力すると、所定期間Tの時間平均値が電圧指令ベクトルV*と一致する出力電圧が得られる。なお、 t_0 と t_7 の配分については、後述する。

【0014】ここでは、電圧指令ベクトルV*の位相 θ が $0 \sim \pi/3$ の範囲にある場合のパルス幅変調方式について説明したが、位相 θ が $\pi/3$ ずつ変化する毎に、選択する2つの電圧ベクトル(零電圧ベクトル以外)を変化させれば、位相 θ が $\pi/3 \sim 2\pi$ の範囲にあっても同様に制御できる。

【0015】次に、2つの電圧ベクトル及び2つの零電圧ベクトルの選択順序について、図13を参照しながら説明する。まず、図13に示した矢印に沿って、2つの電圧ベクトルおよび2つの零電圧ベクトルを選択する。

例えば、電圧指令ベクトルV*の位相 θ が $0 \sim \pi/3$ の

*な電圧ベクトル(001)～(101)である。ここで、(000)および(111)の2つのベクトルは線間電圧が零となるので、零電圧ベクトルと呼ぶ。

【0006】次に、図12に示したように、電圧指令ベクトルV*が、2つの電圧ベクトルV4[=(100)]及びV6[=(110)]と、零電圧ベクトルV0[=(000)]又はV7[=(111)]を頂点とする正三角形の内部にある場合の出力電圧の制御法を説明する。

【0007】まず、電圧指令ベクトルV*は振幅がkで、時計方向に ω の周波数で回転すると仮定する。このとき、所定時間Tの時間平均値として電圧指令ベクトルV*を出力するためには、電圧指令ベクトルV*の先端が描く円弧軌跡の長さと、上記2つの電圧ベクトル及び2つの零電圧ベクトルを用いて出力された合成ベクトルが描く軌跡の長さとが等しくなければならないことから、(1)式の関係が成り立つ。

【0008】

※【0010】次に、これら2つの電圧ベクトルV4、V6および2つの零電圧ベクトルV0、V7の持続時間の総和が所定周期Tに等しいことから、(2)式が得られる。

【0011】

$$\dots (2)$$

★V4、V6及び零電圧ベクトルV0、V7の持続時間を求めると、(3)式が得られる。

【0013】

範囲にある場合は、所定期間Tの間にV0→V4→V6→V7の順に電圧ベクトルの選択が行われ、次のT期間にはV7→V6→V4→V0の順に選択が行われる。電圧指令ベクトルV*の位相が $0 \sim \pi/3$ の範囲にある間は、上記の選択順序に従って繰り返し零電圧ベクトルV0、V4、V6及びV7が選択される。

【0016】電圧指令ベクトルV*の位相 θ が増加して $\pi/3 \sim 2\pi/3$ の範囲に移ると、所定期間2Tの間にV0→V2→V6→V7→V6→V2→V0の順に、2つの電圧ベクトル(V2、V6)と2つの零電圧ベクトル(V0、V7)を選択する。このような順序で電圧ベクトルを選択すると、電圧指令ベクトルV*の位相 θ が $\pi/3$ を境にして変化しても、V4とV2が入れ替わるだけで、残りの電圧ベクトル及び零電圧ベクトルは変化しない。しかも、図13から分かるように、電圧指令ベクトルV*の位相 $\theta = \pi/3$ の付近では電圧ベクトルV

4とV2の持続時間はほとんど零であるため、電圧指令ベクトル V^* の存在範囲が変化しても出力電圧が急変するといった問題は生じない。

【0017】次に、2つの零電圧ベクトル V_0 、 V_7 の持続時間の配分法を図14を参照しながら説明する。図14(b)は、図14(a)に示した2つの零電圧ベクトルの持続時間の配分を、所定期間 T 毎で異ならせた時の出力電圧波形を示している。この図の最下段に示され*

$$t_0 = \tau_0 \cdot b, \quad t_7 = \tau_0 (1 - b) \quad \dots (4)$$

ここで、 b は値が0から1の間の乱数で、以下、時間配分信号と呼ぶ。

【0019】次に動作について説明する。電圧指令信号発生手段2は、外部から周波数指令信号 f のアナログ信号を入力し、A/Dコンバータ21によりデジタル信号に変換し、さらにこのデジタル信号をROM22に入力すると、ROM22に記憶された電圧/周波数パターン(k/f パターン)に応じて変調率 k のデジタル信号が出力される。また、上記の周波数指令信号 f はV/Fコンバータ23によってパルス列信号に変換され、このパルス列信号を計数したカウンタ24は、周波数指令信号 f を積分した位相 θ のデジタル信号を出力する。

【0020】一方、キャリア信号発生手段3は水晶発振器31から出力された高周波のクロック信号をUP/DOWMカウンタ32で計数することにより、三角波キャリア信号を出力する。同時に、UP/DOWMカウンタ32のカウントアップ動作とカウントダウン動作が切り替わるタイミングに同期したクロック信号が出力され *

$$t_a = T \cdot \{1 - k \cdot \sin(\pi/3 + \theta)\}$$

$$t_b = T \cdot k \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$$

$$t_c = T \cdot k \cdot \sin \theta$$

$$\dots (5)$$

【0023】次に、時間配分信号 b の値は、乱数発生関数の演算によって求めるか、予めテーブルとしてメモリに記憶させた値を読み出すことによって求める。続いて、上記の演算によって求められた区間信号、電圧ベクトルの持続時間 t_a 、 t_b 、 t_c 、及び持続時間配分信号 b を用いて、図15の係数に従って、3相の相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を求め、スイッチング信号発生手段5へ出力する。

【0024】なお、図15では、 S_a 、 S_b 、 S_c は相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対応している。そこで、持続時間 t_a 、 t_b 、 t_c 、時間配分信号 b を用いて、電圧指令ベクトル V^* が例えば(a)領域の場合における S_a 、 S_b 、 S_c を示すと、

$$S_a = b \times t_a$$

$$S_b = S_a + t_b$$

$$S_c = S_b + t_c$$

となる。また、電圧指令ベクトル V^* が例えば(b)領域の場合における S_a 、 S_b 、 S_c を示すと、

$$S_b = b \times t_a$$

*た線間電圧波形からわかるように、期間 T における線間電圧の平均値は変化しないが、隣り合った線間電圧パルスの間隔が変化している。従って、零電圧ベクトルの持続時間の配分を時間的に変化させれば、出力線間電圧の高調波成分の周波数が時間的に変化ようになる。そこで、次式を用いて持続時間の配分を行う。

【0018】

10 ※。すなわち、三角波キャリア信号の2倍の周波数のクロック信号が出力される。

【0021】次に、演算手段としてのマイクロコンピュータ4はクロック信号に同期して、以下の演算を行い、3相の相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を出力する。まず、マイクロコンピュータ4は、電圧指令信号発生手段2から出力された電圧指令ベクトル V^* の変調率 k と位相 θ を入力する。次に、電圧指令ベクトル V^* の位相 θ を $\pi/3$ で割り、その商により電圧指令ベクトル V^* が、図13の空間電圧ベクトル図中のどの $\pi/3$ 区間に存在するかを判定する。すなわち、商の値を区間信号とすると、区間信号は位相 θ の値に応じて6つの値(例えば0から5の値)を取り、それぞれ図13の区間(a)～(f)に対応する。次に、2つの電圧ベクトルと2つの零電圧ベクトルの持続時間を、(3)式と同様の次式(5)を用いて計算する。この時使用される位相は、区間信号が変化する毎にリセットされるので、 $0 \sim \pi/3$ の値をとる。

【0022】

$$S_a = S_b + t_c$$

$$S_c = S_a + t_b$$

となり、 S_a 、 S_b 、 S_c に対応した相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が出力される。図16は、上記の演算によって求められた3相の相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の波形例を示す。ただし、変調度 $k=0.8$ 、持続時間配分信号 $b=0.5$ 一定としている。

【0025】次に、スイッチング信号発生手段5は比較器51～53によって、マイクロコンピュータ4から入力された3相の相電圧指令信号とキャリア信号発生手段3から入力された三角波キャリア信号の振幅比較を行い、3相のインバータ回路1中の半導体スイッチ S_u 、 S_v 、 S_w のスイッチング信号を発生する。

【0026】ここで、相電圧指令信号の振幅が三角波キャリア信号の振幅より大きい時は、半導体スイッチ S_u 、 S_v 、 S_w がオンするようなスイッチング信号を発生する。さらに、NOT回路54～56によって、各相のスイッチング信号のレベルを反転させ、半導体スイッチ S_u' 、 S_v' 、 S_w' のオンオフ動作がそれぞれ半

導体スイッチ S_u 、 S_v 、 S_w のオンオフ動作と反対になるようなスイッチング信号を発生する。

【0027】上記の動作によって、3相のインバータ回路 1 からは、キャリア信号発生手段 3 から出力されたクロック信号の 1 周期間の時間平均値が電圧指令ベクトルに一致する電圧が出力されるとともに、2つの零電圧ベクトルの持続時間を値がランダムに変化する時間配分信号 b に応じて変化させたことによって、出力電圧の高調波成分の周波数もランダムに変化する。

【0028】

【発明が解決しようとする課題】従来の PWM インバータ装置の制御装置は以上のように構成されているので、出力電圧の高調波成分の周波数をランダムに変化させていた。その結果、高調波成分の周波数が広い範囲に渡って分散し、同一周波数の高調波成分が連続的に交流電動機に印加されることがなくなり、磁気音が低減できるとされていた。

【0029】しかし、上述したように、交流電動機は複数個の固有振動周波数を持つため、高調波成分の周波数が分散されたことによって、これらの固有振動周波数と一致する周波数の高調波成分が発生しやすくなり、高調波成分の周波数を分散させたことによって、かえって聞きづらい磁気音が発生するという課題があった。

【0030】特に、1 kHz 以下の周波数範囲まで高調波成分の周波数を分散させると、交流電動機はベアリングが擦れるように音色が変化する磁気音を発するようになり、音質面で磁気音が問題となるとともに、実際のベアリング異常と判別がつかなくなるという課題があった。

【0031】この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、出力電圧の高調波成分の周波数が所定の周波数範囲内で分散するように、出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させて、高調波成分に起因する磁気音の音質を改善することができる PWM インバータ装置の制御方法を提供することを目的とする。

【0032】また、電圧ベクトル選択式 PWM インバータ装置に適し、磁気音の音質改善が可能な PWM インバータ装置の制御装置を提供することを目的とする。

【0033】さらに、三角波比較式 PWM インバータ装置に適し、磁気音の音質改善が可能な PWM インバータ装置の制御装置を提供することを目的とする。

【0034】

【課題を解決するための手段】請求項 1 記載の発明に係る PWM インバータ装置の制御方法は、キャリア信号の 1 周期間における出力電圧の時間平均値を電圧指令ベクトルに一致させるとともにパルス幅変調制御で決定されたパルス幅を変えことなく前記出力電圧の高調波成分のスペクトラムを所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させるものである。

10 かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させるものである。

【0036】請求項 3 記載の発明に係る PWM インバータ装置の制御装置は、キャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、電圧指令信号をベクトルの形態で出力する電圧指令信号発生手段と、前記電圧指令信号を入力し前記キャリア信号の周期毎に該電圧指令信号が位置する領域を判定する領域判定機能と、インバータ回路の出力電圧が前記電圧指令信号に一致するように前記領域判定機能で判定された領域で選択された前記 2つの零電圧ベクトルの和の持続時間と他の 2つの電圧ベクトルの持続時間の前記キャリア信号の 1 周期内における配分を決定する持続時間決定機能と、前記出力電圧の高調波成分のスペクトラムを所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように前記 2つの零電圧ベクトルの持続時間の配分を時間的に変化させる持続時間変化機能とを有する演算手段とを備え、スイッチング信号発生手段は各電圧ベクトル毎の持続時間に応じて各相のスイッチング素子を駆動するスイッチング信号を出力するものである。

30 【0037】請求項 4 記載の発明に係る PWM インバータ装置の制御装置は、演算手段の持続時間変化機能により、周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて前記 2つの零電圧ベクトルの動作時間の配分を時間的に変化させるものである。

【0038】請求項 5 記載の発明に係る PWM インバータ装置の制御装置は、キャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、直流成分を持たない正弦波電圧信号を出力する正弦波電圧信号発生手段と、時間に応じて値が変化する直流信号を出力する直流信号発生機能と、前記正弦波電圧信号と前記直流電圧信号とを加算して前記 PWM インバータ装置が出力すべき交流電圧指令信号とする加算機能とを備え、スイッチング信号発生手段は前記交流電圧指令信号と前記キャリア信号とを入力して各相のスイッチング素子を駆動するスイッチング信号を出力するものである。

【0039】請求項 6 記載の発明に係る PWM インバータ装置の制御装置は、直流信号発生手段により、周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて値が変化する直流信号を出力するものである。

50 【0040】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の一形態を説明する。

実施の形態 1. 図 1 はこの発明の実施の形態 1 における PWM インバータ装置の構成図であり、マイクロコンピュータ（演算手段）4 の演算内容以外は図 10 で示した従来例と同じである。図において、1 は 3 相のインバータ回路、2 は電圧指令信号発生手段、3 はキャリア信号発生手段、4 はマイクロコンピュータ、5 はスイッチング信号発生手段である。

【0041】3 相のインバータ回路 1 は、直流電源 11 と、半導体スイッチ S_u 、 S_v 、 S_w 、 $S_{u'}$ 、 $S_{v'}$ 、 $S_{w'}$ と、出力端子 1_u 、 1_v 、 1_w から構成される。なお、半導体スイッチはそれぞれ、トランジスタなどの自己消弧形スイッチング素子と、この素子に逆並列接続されたダイオードとから構成される。電圧指令信号発生手段 2 は、 A/D コンバータ 21、 V/f パター*

$$b = 0.5 (1 + \sin 2\pi f_3 t) \quad \dots (6)$$

なお、 $f_3 = 400 \text{ Hz}$ 、変調度 $k = 0.16$ 、インバータ出力周波数 $f = 10 \text{ Hz}$ 、キャリア周波数 $f_c = 1/2T = 2 \text{ kHz}$ とした。図 2 (a) から、時間配分信号 b の値は、0 から 1 の間で、かつ周波数が f_3 の正弦波で変化することがわかる。また、図 2 (b) から、出※

$$f_n = n f_c \pm m f \pm v f_3 \quad \dots (7)$$

($n, m, v = 1, 2, 3 \dots$)

ここで、 f_n は出力線間電圧の高調波成分の周波数である。なお、図 2 (b) からわかるように、振幅が大きい高調波成分の周波数は、 $f_c \pm f_3$ 、 $2f_c \pm 2f_3$ の 4 つであることがわかる。

【0045】ただし、厳密には、これら 4 つの周波数の高調波成分はそれぞれ、各周波数 $\pm f$ (または $\pm 2f$) の周波数の 2 つの高調波成分に分けられるが、 f_c 、 f_3 の値と比べて f の値が小さいため、 $f = 0$ と見なして★

$$b = 0.5 (1 + \sin 2\pi f_3 t) \\ f_3 = f_1 (1 + k_1 \sin 2\pi f_2 t) \quad \dots (8)$$

なお、図 2 と同様に、変調度 $k = 0.16$ 、インバータ出力周波数 $f = 10 \text{ Hz}$ 、キャリア周波数 $f_c = 2 \text{ kHz}$ とした。また、 $f_1 = 400 \text{ Hz}$ 、 $f_2 = 40 \text{ Hz}$ 、 $k_1 = 0.75$ とした。このとき、 f_3 の値は $f_1 (1 - k_1) \sim f_1 (1 + k_1)$ の範囲で変化するので、図 3 (b) からわかるように、出力線間電圧の高調波成分の周波数 f_n は、 $f_c \pm f_1$ を中心として $\pm k_1 f_1$ の範囲、 $2f_c \pm 2f_3$ を中心として $\pm 2k_1 f_1$ の範囲で分散する。逆に、 f_c を中心として $\pm f_1 (1 - k_1)$ の範囲 A、及び $2f_c$ を中心として $\pm 2f_1 (1 - k_1)$ の範囲 B には高調波成分が含まれないことがわかる。

【0048】従って、交流電動機の固有振動周波数が上記高調波成分が存在しない周波数範囲に含まれるように、かつ、固有振動周波数以外の周波数範囲では高調波成分の周波数ができる限り広い範囲で分散するように、

*N を記憶した ROM 22、 V/F コンバータ 23 及びカウンタ 24 とから構成され、外部から供給された周波数指令信号に基づいて電圧指令信号をベクトルの形態で出力する。キャリア信号発生手段 3 は、水晶発振器 31 と UP/DOWN カウンタ 32 から構成され、クロック信号とキャリア信号を出力する。スイッチング信号発生手段 5 は、比較器 51 ～ 53 と NOT 回路 54 ～ 56 とから構成されている。

【0042】次に、実施の形態 1 の動作を説明する前に、この発明による電圧ベクトル選択式 PWM の原理について説明する。まず、従来例で説明した (4) 式の時間配分信号 b を、次式 (6) のように一定周波数の正弦波信号とした場合の出力線間電圧のフーリエ変換 (FFT) 解析結果の一例を図 2 に示す。

【0043】

※出力線間電圧の高調波成分の周波数は離散値となることわかる。この周波数を計算によって求めると次式 (7) となる。

【0044】

★も差し支えない。上記のことから、時間配分信号 b を周波数一定の正弦波信号とした場合は、高調波成分の周波数は分散しないが、周波数 f_3 の値を変化させれば、高調波成分の周波数が時間的に変化することがわかる。

【0046】そこで、次に、時間配分信号 b を次式 (8) のように周波数が正弦波で時間的に変化する正弦波信号とした場合の出力線間電圧のフーリエ変換 (FFT) 解析結果の一例を図 3 に示す。

【0047】

f_c 、 f_1 、 f_2 及び k_1 の値を設定すれば、磁気音の音質改善が可能である。なお、 f_2 は高調波成分の周波数の分散範囲には影響しないが、分散範囲を決定する f_3 の変化の速さを決定する。

【0049】従って、 f_2 の値が小さいほど高調波成分の分散が密となるが、 f_2 の周波数で磁気音に変化するのが感知できるようになり、聞きづらい磁気音となる。そこで、 f_2 の値は、 f_2 の周波数で変化する磁気音が連続音として聞こえるように、数 10 Hz 以上の値に設定することが望ましい。

【0050】次に動作について説明する。この発明は上記のような原理の PWM 法を用いて、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化するものである。図 4 は演算手段としてのマイクロコンピュータ 4 の処理内容を示すフローチャートである。このマイクロコンピュータ 4 は、キャリア信

号発生手段3から出力されるクロック信号に同期して、以下の演算を行い、3相の相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を出力する。

【0051】まず、ステップST11では、外部から供給された周波数指令信号 f に基づいて、電圧指令信号発生手段2から出力された電圧指令ベクトル V^* の変調率 k と位相 θ を入力する。つづいて、ステップST12では電圧指令ベクトル V^* の位相 θ を60度で割り、その商により電圧指令ベクトル V^* がどの $\pi/3$ 区間に存在するかの判定が行われる（領域判定機能）。そして、その商を区間信号とすると、区間信号は位相 θ に応じて6つの値（例えば0から5の値）を取り、それぞれ図13の区間（a）～（f）に対応する。

$$\begin{aligned} b &= 0.5(1 + \sin \theta / 3) \\ f_3 &= f_1(1 + k_1 \sin \theta / 2) \\ \theta_2 &= \theta / 2 + 2\pi f_2 / f_{clk} \\ \theta_3 &= \theta / 3 + 2\pi f_2 / f_{clk} \end{aligned}$$

・・・(9)

【0054】次に、ステップST15では、ST2で求められた区間信号、ST3で求められた電圧ベクトルの持続時間、及びST4で求められた時間配分信号 b を用いて、図15の関係に従って、3相の相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を計算し、ステップST16でこれらの相電圧指令信号を出力する。

【0055】スイッチング信号発生手段5では、従来例と同様に、これらの相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とキャリア信号発生手段3から出力された三角波キャリア信号との振幅比較結果に応じて、3相のインバータ回路1の半導体スイッチへのオンオフ信号が出力される。3相のインバータ回路1の半導体スイッチはこれらのオンオフ信号に応じてオンオフ動作し、クロック信号の1周期間の時間平均値が上記相電圧指令信号に一致する交流電圧を出力端子から出力する。

【0056】以上のように、この実施の形態1によれば、パルス幅変調で決定されたパルス幅を変えることな

$$V_u^* + V_v^* + V_w^* = 0$$

すなわち、通常の三角波比較式PWMインバータ装置では、零相電圧が0となるように、直流分を持たない正弦波信号が相電圧指令信号として用いられる。

【0059】ここで、この発明によるPWM法は、出力線間電圧パルスの発生タイミングを変化させる方式である。これを三角波比較式PWMで行うためには、図6（b）に示すように、3相の相電圧指令信号全てに同じ直流電圧信号 V_o を加算すればよい。

【0060】この場合は、(10)式の関係が満足されず零相電圧が生じるが、出力線間電圧の値は変化しない。しかし、相電圧指令信号と三角波キャリア信号の振幅が一致するタイミングで、3相のインバータ回路中の各相の半導体スイッチのオンオフ動作の切替が行われるため、出力線間電圧パルスの発生タイミングは、直流電圧信号 V_o の値によって変化する。

*【0052】次に、ステップST13では、2つの電圧ベクトルの持続時間と、2つの零電圧ベクトルの持続時間の和を、従来例と同様に、(5)式を用いて求める（持続時間決定機能）。つづいて、ステップST14では、(8)式を用いて時間配分信号 b の値を演算する（持続時間変化機能）。ここで、キャリア信号発生手段3から出力されるクロック信号の周波数を f_{clk} とすると、マイクロコンピュータ4が図4のフローチャートの演算を1回行う毎に、時間が $1/f_{clk}$ 毎に経過することになる。従って、マイクロコンピュータ4では次式(9)の演算によって、(5)式の演算を行う。

【0053】

※く、出力電圧の発生タイミングを変化させることにより、交流電動機の固有振動周波数を含まずかつできる限り広い範囲で出力線間電圧の高調波成分の周波数を分散させることができ、磁気音の音質を改善し、耳に聞きやすくすることができる。

【0057】実施の形態2、図5はこの発明の実施の形態2による三角波比較式PWMインバータ装置の構成図であり、電圧指令発生手段が無いことと、マイクロコンピュータ4の演算内容以外は図1で示した実施の形態1と同じである。次に、この実施の形態2における三角波比較式PWM法の原理について説明する。図6（a）に示すように、3相の正弦波相電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と三角波キャリア信号 C の振幅比較によってPWMが行われる。この場合、3相の相電圧指令信号を V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とすると、次式(10)が成り立つ。

【0058】

$$\dots (10)$$

【0061】さらに、三角波比較式PWMインバータ装置の出力電圧ベクトルを調べると、図6中に示された範囲で各電圧ベクトルが選択されることがわかる。ここである時間において、図6（a）、（b）に垂直に直線 L を引くと、図6（c）の拡大図に示すように、それぞれの電圧ベクトルの占める割合は、キャリア半周期 T でのそれぞれの電圧ベクトルの持続時間 t_7 、 t_6 、 t_4 、 t_0 の割合に比例する。そこで、縦軸をキャリア半周期 T と見ると、それぞれの電圧ベクトルの占める長さは、それぞれの電圧ベクトルの持続時間となる。従って、図6の（a）と（b）を比較すると、直流電圧信号 V_o の値が正の場合は零電圧ベクトル V_7 の持続時間 t_7 が増加し、負の場合は零電圧ベクトル V_0 の持続時間 t_0 が増加することがわかる。

【0062】次に、例えば、キャリア信号 C の半周期間

には、出力される零ベクトル V_0 と V_7 の持続時間の和*

$$\tau_0 = T - (\tau_4 + \tau_6)$$

ここで、 T はキャリア信号の半周期である。従って、キャリア信号及び相電圧指令信号の最大振幅が1に正規化されているものとする、キャリア信号に同期した各サ※

$$V_{o_max}$$

$$= 2 - (\text{最大値を取る相電圧指令値} + \text{最小値を取る相電圧指令値})$$

・・・(12)

そこで、直流電圧信号 V_o の値を次式(13)を用いて計算するとともに、式中の時間配分信号 b の値を式

(8)を用いて計算すれば、実施の形態1と同様に、出★

$$V_o = b \cdot V_{o_max} - 1 \quad (0 \leq b \leq 1) \quad \dots (13)$$

【0065】次に動作について説明する。この発明は上記のような原理のPWM法を用いて、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるものである。図7はマイクロコンピュータ4の処理内容を示すフローチャートである。このマイクロコンピュータ4は、キャリア信号発生手段3から出力されるクロック信号に同期して以下の演算を行い、☆

$$\theta = \theta + (2\pi f / f_{clk})$$

$$V_u = K_1 f \sin \theta$$

$$V_v = K_1 f \sin (\theta - 2\pi / 3)$$

$$V_w = -(V_u + V_v)$$

・・・(14)

ここで、 $\theta = \theta + (2\pi f / f_{clk})$ の演算にクロック信号の周波数 f_{clk} が含まれるのは、上述したように、マイクロコンピュータ4が図7のフローチャートの演算を1回行う毎に、時間が $1 / f_{clk}$ だけ経過するためである。

【0067】次に、ステップST23では、次の演算によって直流電圧信号 V_o の値を求める。すなわち、(12)式を用いて直流電圧信号 V_o の最大値 V_{o_max} を計算する。ここで、三角波比較式PWMインバータ装置の場合、出力可能な正弦波相電圧の最大振幅は $E/2$ ◆

$$V_{u^*} = V_u + V_o$$

$$V_{v^*} = V_v + V_o$$

$$V_{w^*} = V_w + V_o$$

・・・(15)

【0069】スイッチング信号発生手段5では、従来例と同様に、これらの相電圧指令信号とキャリア信号発生手段3から出力された三角波キャリア信号との振幅比較結果に応じて、3相のインバータ回路1中の半導体スイッチへのオンオフ信号が出力される。さらに、これらのオンオフ信号に応じて、3相のインバータ回路1中の半導体スイッチをオンオフ動作させると、クロック信号の1周期間の時間平均値が上記相電圧指令信号に一致する交流電圧が出力端子から出力される。

【0070】以上のように、この実施の形態2によれば、正弦波信号と時間に応じて値が変化する直流成分を加算した信号を電圧指令信号として用いることにより、三角波比較式PWMインバータ装置に適し、磁気音の音質を改善し、磁気音を耳に聞きやすくなるように改善で

*である τ_0 は次式(11)となる。

・・・(11)

※サンプル毎に設定可能な直流電圧信号 V_o の最大値 V_{o_max} は次式(12)となる。

【0063】

★力線間電圧パルスの発生タイミングが時間的に変化する10 ことがわかる。

【0064】

☆3相の相電圧指令信号 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} を出力する。まず、ステップST21では、周波数指令信号 f を読み込む。次に、ステップST22では、次式(14)を用いて、直流成分を持たない3相の正弦波電圧信号 V_u 、 V_v 、 V_w の値を求める(正弦波電圧発生機能)。

【0066】

◆(Eはインバータ回路の直流電圧値)となるので、上記3相の正弦波電圧信号 V_u 、 V_v 、 V_w の値を $E/2$ で割ることにより、これらの信号は最大振幅が1に正規化される。つづいて、(9)式の演算を行って、時間配分信号 b の値を求め、さらに、(13)式を用いて直流電圧信号 V_o の値を計算する(直流電圧信号発生機能)。

【0068】次に、ステップST24では、次式(15)の演算によって、3相の相電圧指令信号 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} を求め(加算機能)、ステップST25でこれらの値を出力する。

きる。

【0071】実施の形態3. 実施の形態3は前記図1に示した実施の形態1、または図5に示した実施の形態2において、インバータ回路1の出力端子 1_u 、 1_v 、 1_w に3相の交流電動機を接続するとともに、この交流電動機の発生騒音を測定するための騒音計などの磁気音測定装置(図示せず)を設けたものである。

【0072】ここで、キャリア周波数を連続的に変化させた場合の発生騒音を測定し、同時に測定した交流電動機の1次電流とこの発生騒音の高調波成分の振幅比を調べることで、交流電動機の固有振動周波数を実測することができる。ここで、出力線間電圧の代わりに1次電流を用いるのは、交流電動機の1次巻線インダクタンスによって1次電流の高調波成分のうち高い周波数成分

の振幅が減衰するため、測定が容易であることによる。また、高い周波数成分の振幅が減衰しても、この領域の磁気音は周波数が高いため、問題とならない。

【0073】図8は、3.7kWの汎用誘導電動機の騒音特性を上記の方法によって測定した結果である。この図から、1次電流の高調波成分に対する騒音の高調波成分の振幅比は、0.8kHz、2.5kHz、及び3.*

$$f_c = 1.58 \text{ kHz}, f_1 = 365 \text{ Hz}, f_2 = 40 \text{ Hz} \\ k_1 = 0.86$$

【0075】次に、上式(16)のようにパラメータ値を設定し、実施の形態1の装置で上記誘導電動機を駆動した時の騒音測定結果を図9に示す。この図から、1次電流の高調波成分には、上記の固有振動周波数が含まれず、また、固有振動周波数に起因する磁気音が生じないことがわかる。さらに、騒音の高調波成分は、図8に示したようなピークを持った成分を含まず、広い周波数範囲に渡って、ほぼ同じ振幅となっていることがわかる。

【0076】以上のように、実施の形態3によれば、固有振動周波数によって発生する電磁音成分の周波数を含まないように、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の※20

$$f_s = f_1 [1 + k_1 f(t)]$$

ここで、 $f(t)$ は±1の範囲の値を持つ乱数などの任意時間関数。

【0079】以上のように、実施の形態4によれば、直流成分の値を周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて変化させることにより、磁気音の改善をより効果的に行うことができる。

【0080】

【発明の効果】以上のように、請求項1記載の発明によれば、パルス幅変調で決定されたパルス幅を変えることなく、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、出力電圧の発生タイミングを変化させるように構成したので、交流電動機の固有振動周波数を含まずかつできる限り広い範囲で出力線間電圧の高調波成分の周波数を分散させることができるので、磁気音の音質を改善し、耳に聞きやすくなることのできる効果がある。

【0081】請求項2記載の発明によれば、キャリア周波数を時間的に変化させることによって交流電動機の固有振動周波数を測定し、この固有振動周波数によって発生する電磁音成分の周波数を含まないように、出力電圧の高調波成分の周波数を所定の周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させるように構成したので、磁気音の改善をより効果的に行うことができる効果がある。

【0082】請求項3記載の発明によれば、各電圧ベクトル毎の持続時間から各相のスイッチング素子を駆動するスイッチング信号をスイッチング信号発生手段から出力するように構成したので、電圧ベクトル選択式PWM

*8kHz付近にピーク値を持ち、これらが固有振動周波数であることがわかる。そこで、次に、これらの固有振動周波数を含まず、かつできる限り広い範囲で出力線間電圧の高調波成分の周波数を分散させるために、(5)式に示された時間配分信号bの演算式において、パラメータの値を次のように設定した。

【0074】

$$\dots (16)$$

※周波数範囲内で分散させ、かつ時間的に変化させるように、該出力電圧の発生タイミングを時間的に変化させることにより、磁気音の改善をより効果的に行うことができる。

【0077】実施の形態4. 上記の実施の形態3では、(8)式に示された時間配分信号bの演算式において、周波数 f_s の値を正弦波信号で変化させたが、 f_s が± $k_1 f_1$ の範囲の値であれば、高調波成分の分散範囲は同じである。そこで、 f_s の値を次式を用いて演算するようにしてもよい。

【0078】

$$\dots (17)$$

インバータに適し、磁気音の音質を改善し、耳に聞きやすくなるように改善できる効果がある。

【0083】請求項4記載の発明によれば、周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて2つの零電圧ベクトルの持続時間の配分を時間的に変化させるように構成したので、磁気音の改善をより効果的に行うことができる効果がある。

【0084】請求項5記載の発明によれば、正弦波信号と時間に応じて値が変化する直流成分を加算した信号を電圧指令信号として用いるように構成したので、三角波比較式PWMインバータ装置に適し、磁気音の音質を改善し、磁気音を耳に聞きやすくなるように改善できる効果がある。

【0085】請求項6記載の発明によれば、直流成分の値を周波数が時間的に変化する正弦波信号に応じて変化させるように構成したので、磁気音の改善をより効果的に行うことができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1におけるPWMインバータ装置の構成図である。

【図2】 この発明の実施の形態1において電圧ベクトル選択式PWMインバータ装置の2つの零ベクトルの持続時間配分を、一定周波数の正弦波信号に応じて時間的に変化させた場合の出力電圧のFFT解析の説明図である。

【図3】 この発明の実施の形態1において電圧ベクトル選択式PWMインバータ装置の2つの零ベクトルの持続時間配分を、周波数が可変の正弦波信号に応じて時間的に変化させた場合の出力電圧のFFT解析図である。

【図4】 この発明の実施の形態1におけるマイクロコンピュータの処理内容を示すフローチャートである。

【図5】 この発明の実施の形態2におけるPWMインバータ装置の構成図である。

【図6】 この発明の実施の形態2における三角波比較PWMインバータ装置を示す説明図である。

【図7】 この発明の実施の形態2におけるマイクロコンピュータの処理内容を示すフローチャートである。

【図8】 この発明の実施の形態3における交流電動機の固有振動周波数の特性図である。

【図9】 この発明の実施の形態3における交流電動機の固有振動周波数を含まない1次電流と騒音のFFT解析図である。

【図10】 従来のPWMインバータ装置の構成図である。

【図11】 インバータ回路の出力可能な電圧ベクトル

の説明図である。

【図12】 空間ベクトル方式によるパルス幅変調の説明図である。

【図13】 電圧ベクトルの選択順序の説明図である。

【図14】 2つの零ベクトルの持続時間配分の説明図である。

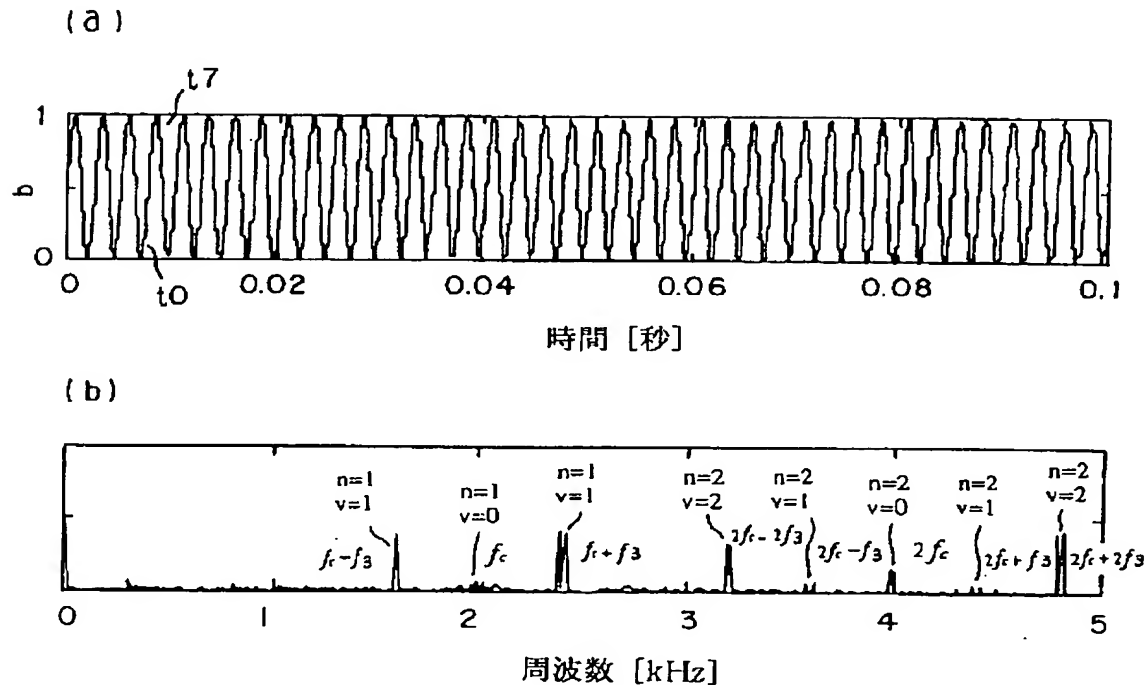
【図15】 制御信号の演算順序の説明図である。

【図16】 3相の相電圧指令信号の波形例を示す図である。

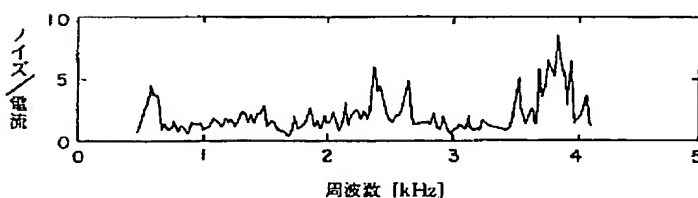
10 【符号の説明】

E 直流電源、 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_u' 、 S_v' 、 S_w' スイッチング素子、1 インバータ回路、2 電圧指令信号発生手段、3 キャリア信号発生手段、4 マイクロコンピュータ（演算手段）、5 スイッチング信号発生手段。

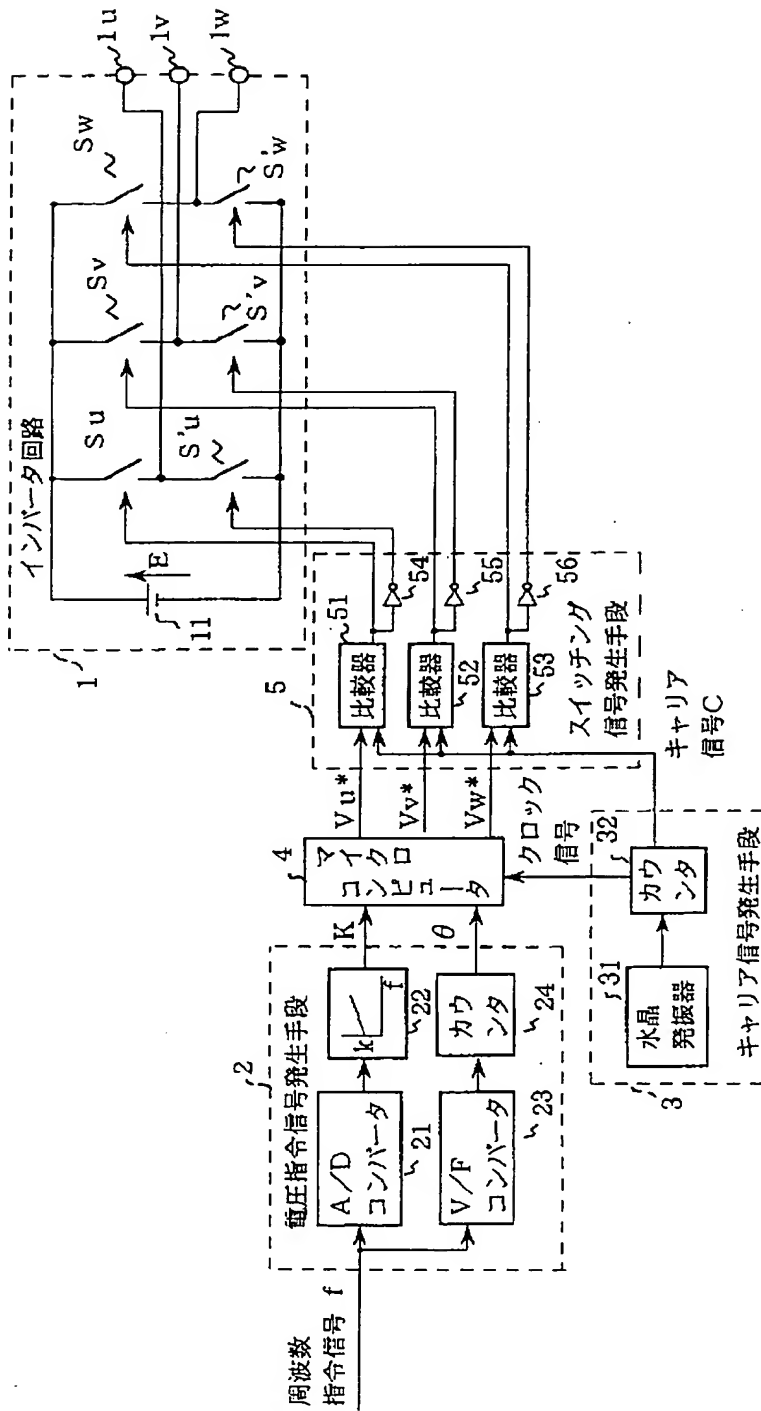
【図2】



【図8】



【図1】

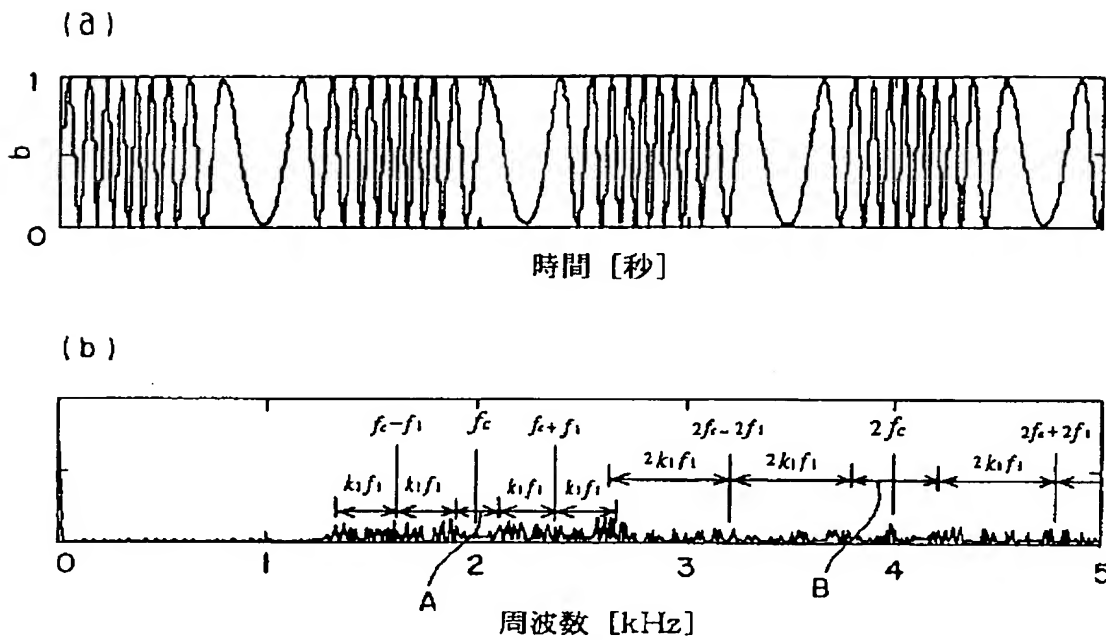


E: 直流電源

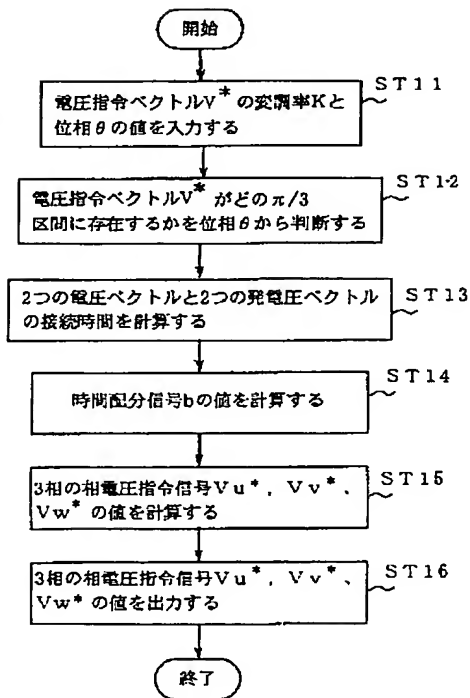
Su, Sv, Sw, Su', Sv', Sw': スwitching素子

4: マイクロコンピュータ(演算手段)

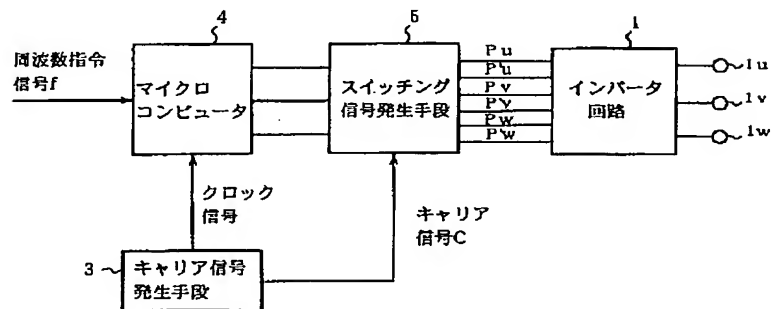
【図 3】



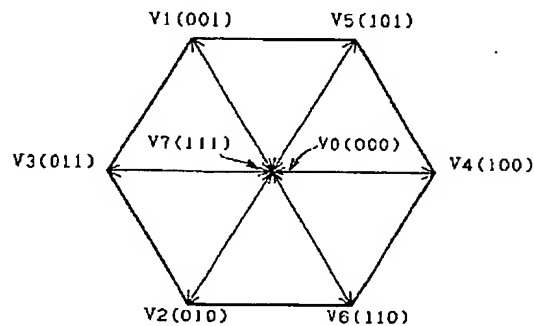
【図 4】



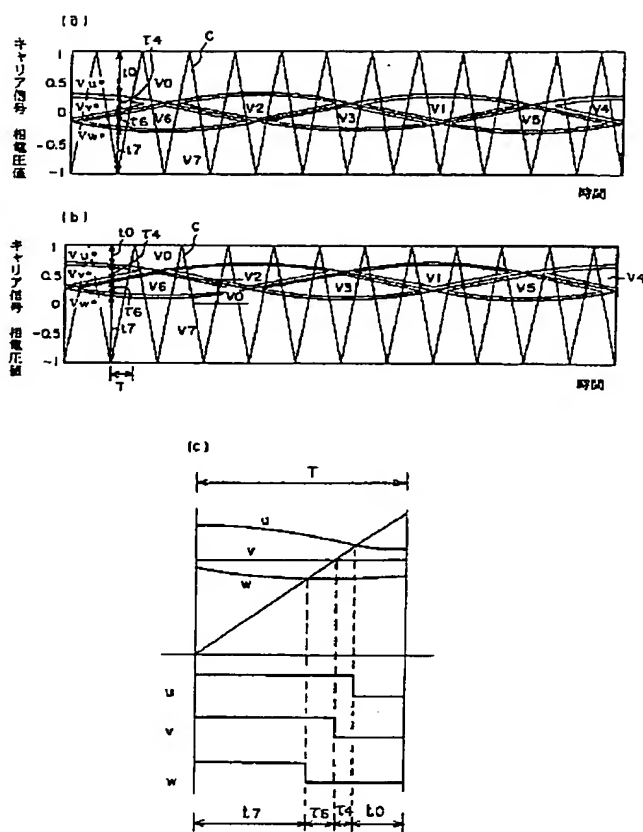
【図 5】



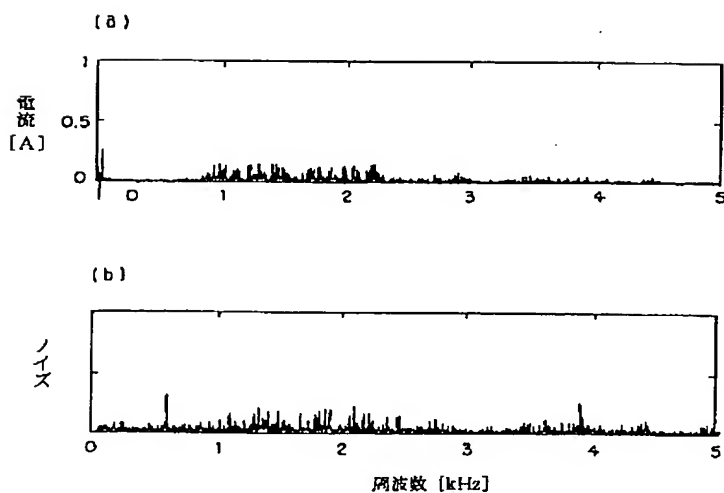
【図 11】



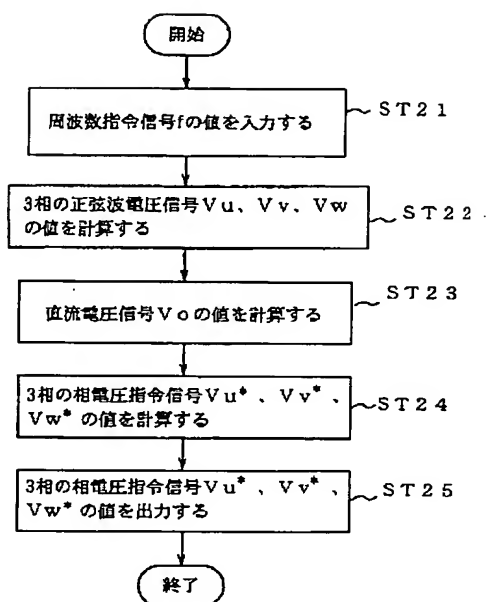
【図6】



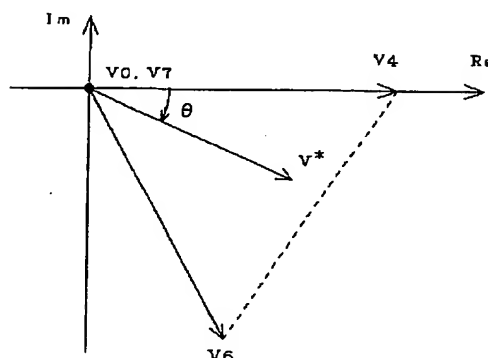
【図9】



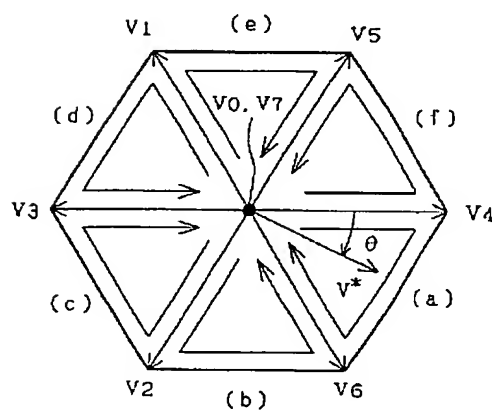
【図7】



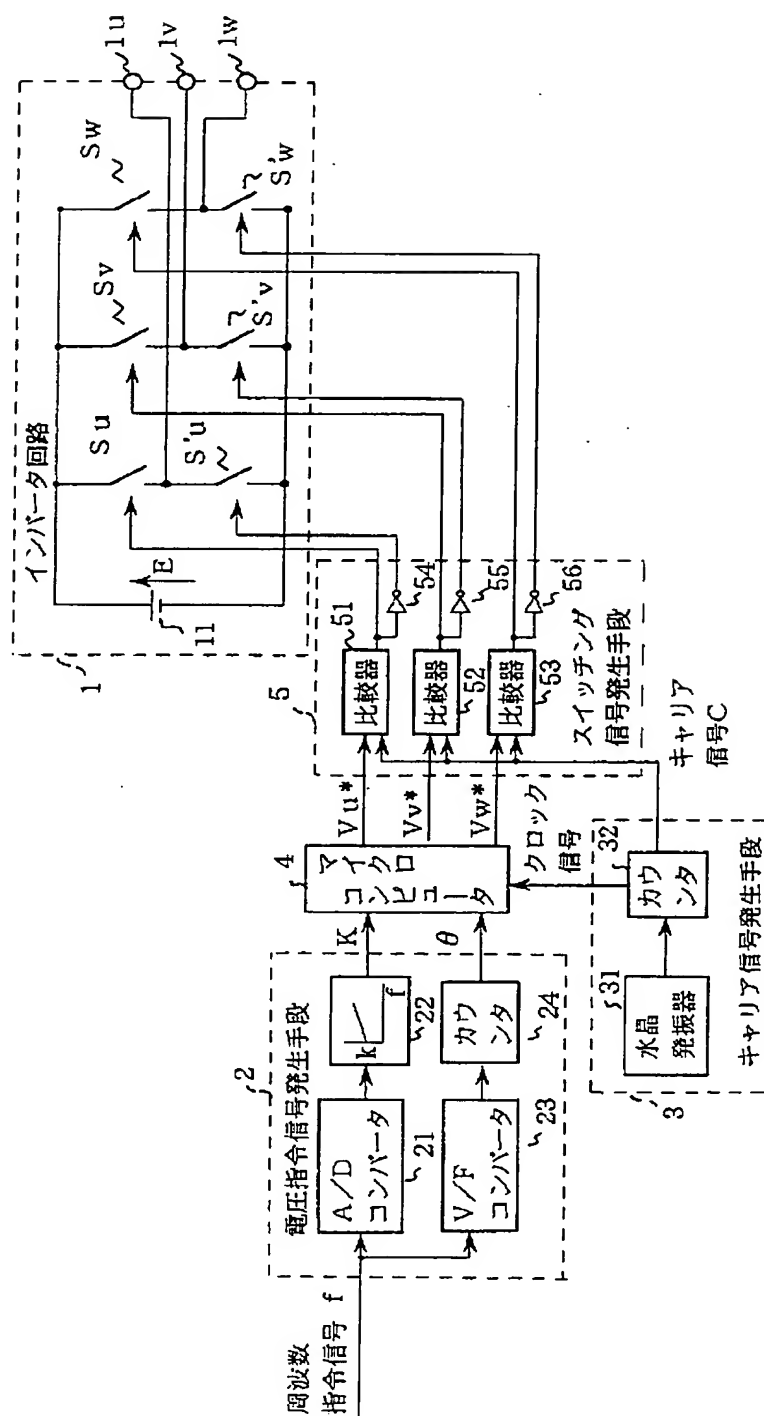
【図12】



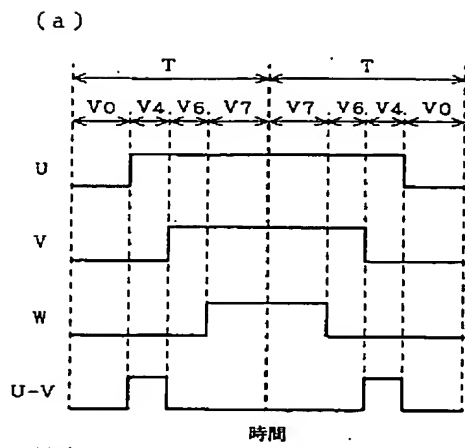
【図13】



【図 10】

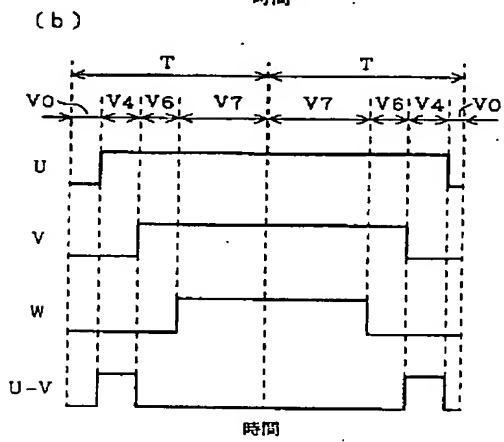


【圖 14】

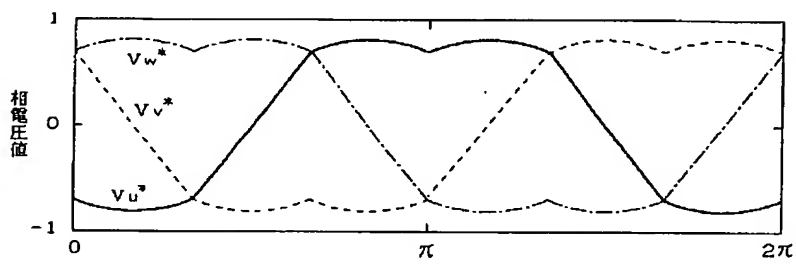


【圖 15】

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
Sa	$bxta$	$Sb+tc$	$Sc+tb$	$Sb+tb$	$Sc+tb$	$bxta$
Sb	$Sa+tb$	$bxta$	$bxta$	$Sc+tb$	$Sa+tb$	$Sc+tb$
Sc	$Sb+tc$	$Sa+tb$	$Sb+tb$	$bxta$	$bxta$	$Sa+tc$



【圖 16】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.